



概述

TX4152是一个同步降压调节转换器，其输入电压范围为8V至60V。该产品具有出色的带载能力和线路调节功能，能够达到3.5A的连续性输出电流。

TX4152的开关工作频率是可以根据电阻值进行调整，并且其高效的设计思路支持了同步结构电路。电流模式的运行方式可以提供快速的瞬态响应时间，并且有益于回路稳定。

TX4152内部集成软启动以及过温保护电路，输出短路保护，限流保护等功能，提高系统可靠性。

TX4152只需要少量的外部标准元器件。

TX4152转换器采用行业标准SOP - 14 封装。

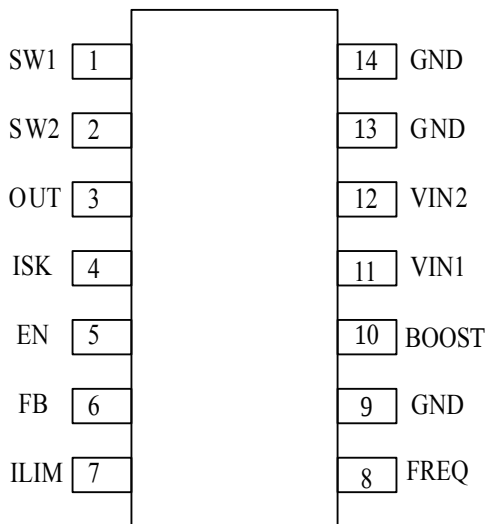
产品特点

- ◇ 宽输入电压范围：8V - 60V
- ◇ 高效率：效率可达96%
- ◇ 可编程工作开关频率
- ◇ 可编程电流限制
- ◇ 内置过温保护
- ◇ 300 μ A关断电流
- ◇ 封装形式采用SOP14L

应用领域

- ◇ 追踪器
- ◇ 自动汽车系统
- ◇ 工业自动化及电机控制
- ◇ 恒定电源
- ◇ 太阳能设备

引脚配置





引脚功能

脚位	NO.	功能
SW	1-2	稳压器开关输出。该脚位需要连接外部电感。
OUT	3	输出电压脚位。
ISK	4	内部LDO输出。
EN	5	EN 控制输入。当外部施加的电压高于4.25V时可以启动该芯片，电压低于0.3V时芯片关闭。当引脚连接电容时，EN的正常工作电压为4 - 5V。
FB	6	输出反馈电压脚位，用来接收输出端外部电阻分压器的反馈电压。输出电压是由R5和R6控制，其关系为： $V_{OUT} = V_{REF} \cdot [1 + (R5/R6)]$ 。
ILIM	7	该脚位与地之间接上一个外部电阻，以设置最大输出电流。其最大输出电流由 R_{LIM} 设定： $R_{LIM} (k\Omega) = 34.2 \cdot I_{MAX} (A)$ 。
FREQ	8	在该脚位与地之间接上一个外部电阻，以设置工作频率。其频率由R1 设定： $R1(k\Omega) = 20900 / f_{osc} (kHz)$ 。
GND	9, 13-14	芯片地。
BOOST	10	自举引脚。当SW电压较低时，该脚位电容进行充电。
VIN	11-12	主电源引脚。在该脚位到地之间接上一个本地旁路电容。从该引脚到高频旁路电容到地的路径需要尽可能短。

功能框图

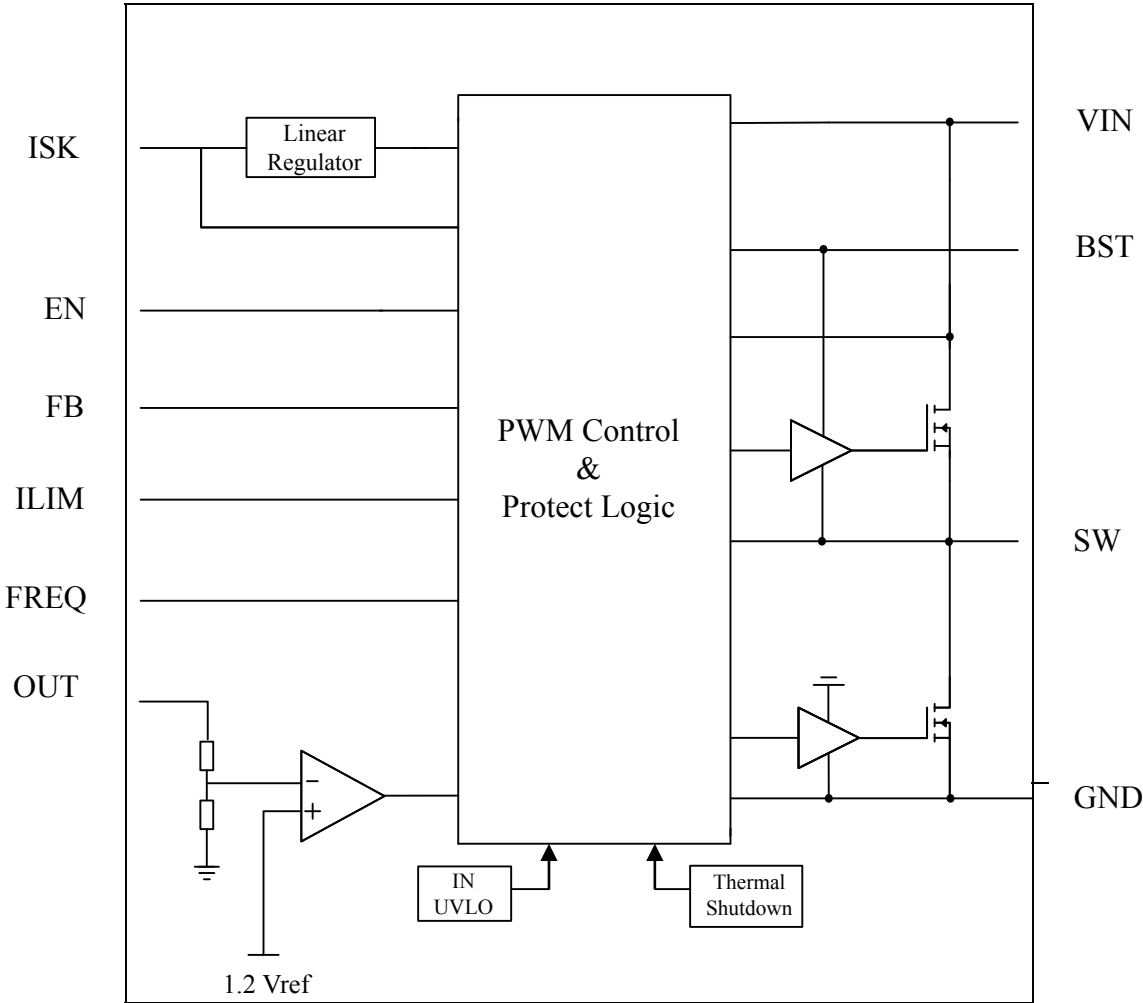


图 14 .功能框图



典型应用电路

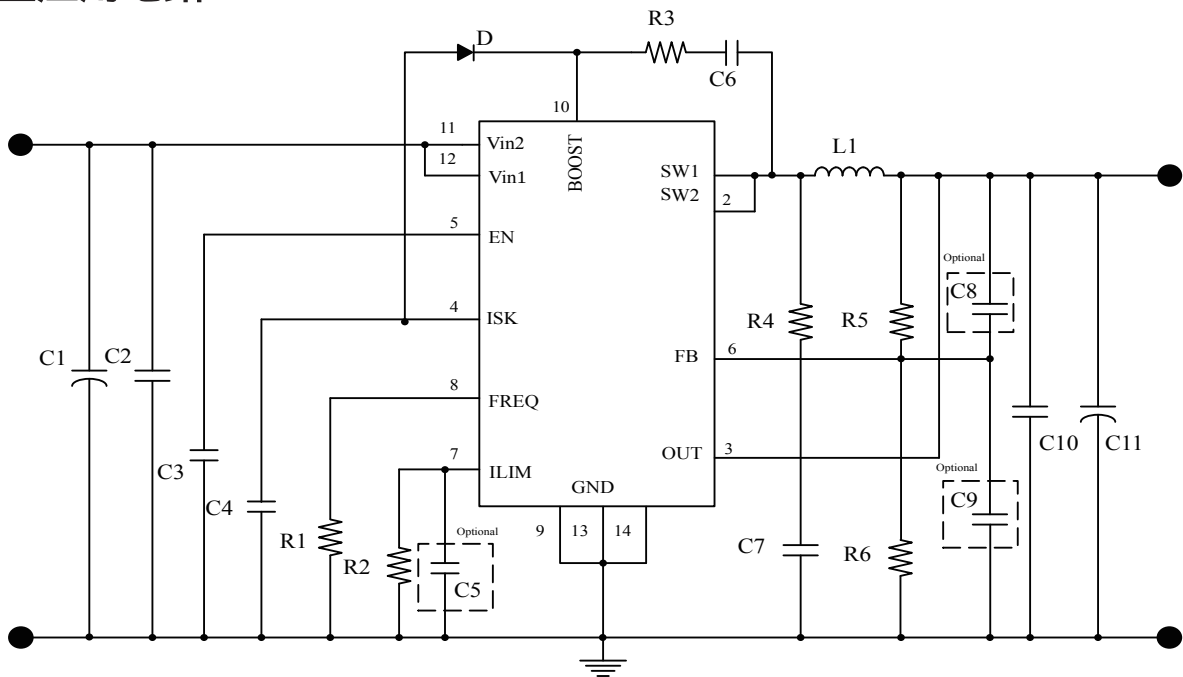


图1, 8V - 60V, 同步降压转换器

极限参数

测试条件为常温，除非另有说明（1）

描述	最小值	最大值	单位
VIN, EN	-0.3	65	V
BOOST	-0.3	72	V
SW	-1	65	V
ISK	-0.3	12	V
BOOST-SW	-0.3	12	V
ILIM, FREQ	-0.3	6	V
工作接面温度TJ(2)	-40	120	℃
存储温度范围TSTG	-65	120	℃

- (1) 极限参数是指超过上表中规定的工作范围可能会导致器件损坏。而工作在以上极限条件下可能会影响器件的可靠性。
- (2) 集成电路具有过温保护功能，可在过载条件下保护器件。当过温保护功能启动时，工作接面温度将超过120℃持续 工作温度超过规定的最高工作结温将缩短使用寿命。



参考运行条件

参数	描述	最小值	标准值	最大值	单位
V_{IN}	输入范围	8		60	V
V_{OUT}	可调输出电压	3		30	V
T_J	工作接面温度	-40		+120	°C
T	存储温度	-65		+150	°C

参考外围

元器件	C1	C2	C3	C4	C6	C7	C10	C11
参考值	100 μ F	1 μ F	0.22 μ F	1 μ F	0.1 μ F	470pF	0.1 μ F	470 μ F
元器件	R2	R3	R4	R5	R6	D	L1	R1
参考值	115K Ω	20R	5R1	100K Ω	11K Ω	4148	47 μ H	120K Ω

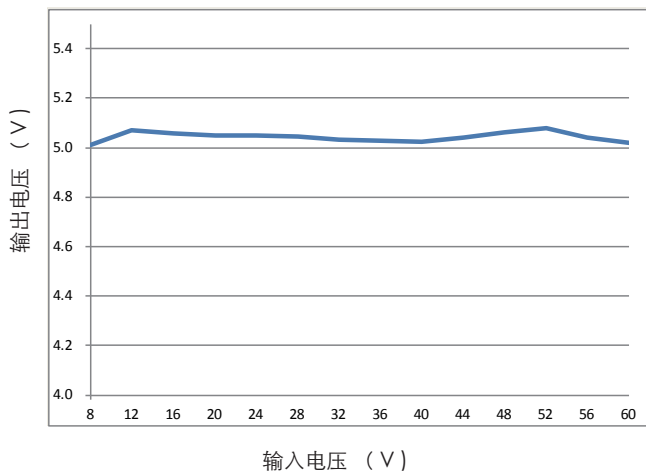
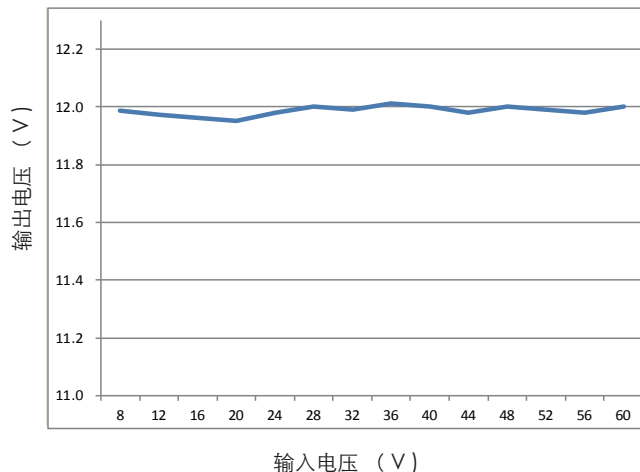
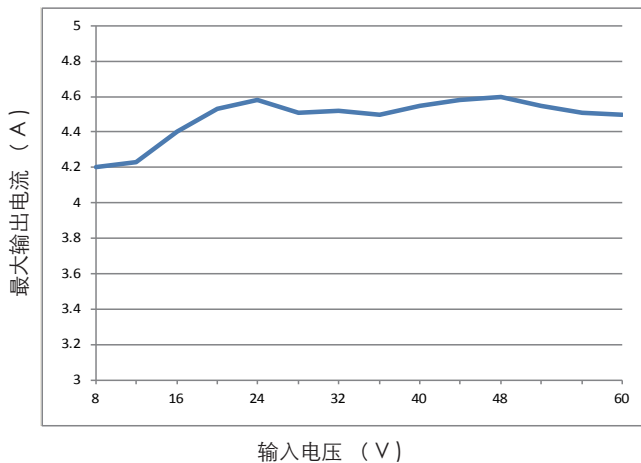
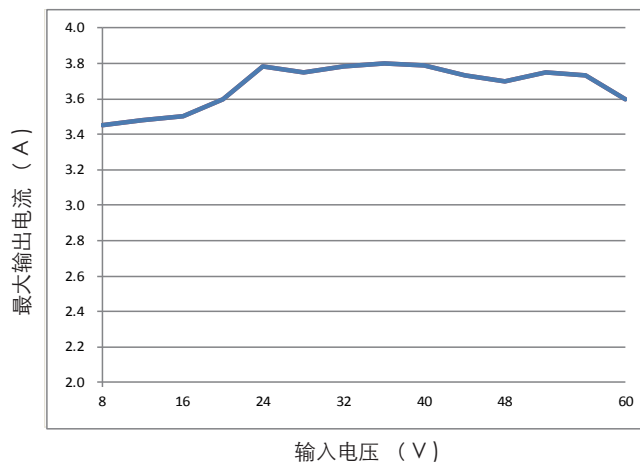
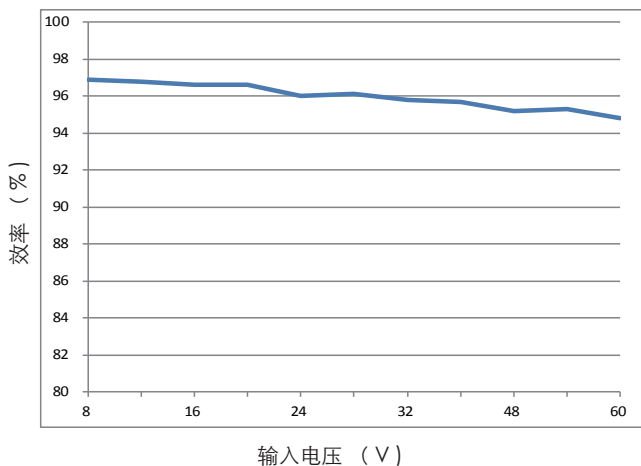
电学特性

测试条件为： $T_A=25^{\circ}\text{C}$ ， $C_{IN}=100\mu\text{F}$ ， $C_{OUT}=470\mu\text{F}$ ， $L=47\mu\text{H}$ ，除非有特殊说明。

参数	描述	条件	最小值	标准值	最大值	单位
V_{IN}	输入范围		8		60	V
V_{FB}	规定电压		1.17	1.2	1.23	V
V_{ISK}	内部LDO 输出电压范围		5		11	V
V_{IN_UVLO}	输入UVLO 阈值			5.5		V
I_{SHDN}	关断电流	EN=0V		300		μA
I_Q	静态电流	$I_{LOAD}=0\text{A}$, $V_{IN}=24\text{V}$, $R_{ILIM}=130\text{K}$		1.52		mA
$V_{RIPPLE(P-P)}$	输出纹波	$V_{IN}=30\text{V}$, $I_{OUT}=2.5\text{A}$		200		mV
I_{LIM}	限流	$R_{ILIM}=115\text{K}$		3.8		A
$R_{DS(on)-H}$	高压侧 MOSFET 导通电阻	$V_{BOOST} - V_{SW}=10\text{V}$		68		m Ω
$R_{DS(on)-L}$	低压侧 MOSFET 导通电阻	$V_{BOOST} - V_{SW}=10\text{V}$		24		m Ω
EFFI	效率	$V_{IN}=20\text{V}$, $I_{OUT}=2.5\text{A}$		96.6		%
f_{OSC}	开关频率	$8\text{V} < V_{IN} < 60\text{V}$, FREQ 悬空		80		kHz
f_{OSC}	开关频率	$8\text{V} < V_{IN} < 60\text{V}$, $R_1=120\text{k}\Omega$		175		kHz
T_{SD}	热关断开启温度			160		°C
ΔT_{SD}	热关断滞后温度			30		°C



典型测试数据

图 2, 输入电压 vs. 输出电压, $V_{out}=5V$ 图 3, 输入电压 vs. 输出电压, $V_{out}=12V$ 图4, 输入电压 vs. 最大输出电流
 $V_{OUT}=5V$, $R_{lim}=130k$ 图5, 输入电压 vs. 最大输出电流
 $V_{OUT}=12V$, $R_{lim}=130k$ 图6, 输入电压 vs. 效率, $V_{out}=12V$, $I_{out}=2.5A$



应用波形

测试条件为： $V_{IN}=30V$ ， $V_{OUT}=12V$ ，除非有特殊说明。



图 7，SW波形 vs. 输出纹波， $I_{LOAD}=0A$

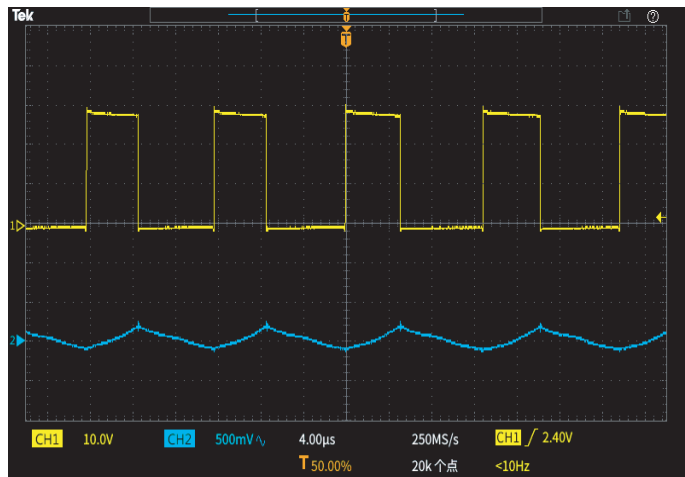


图 8，SW波形 vs. 输出纹波， $I_{LOAD}=2.5A$

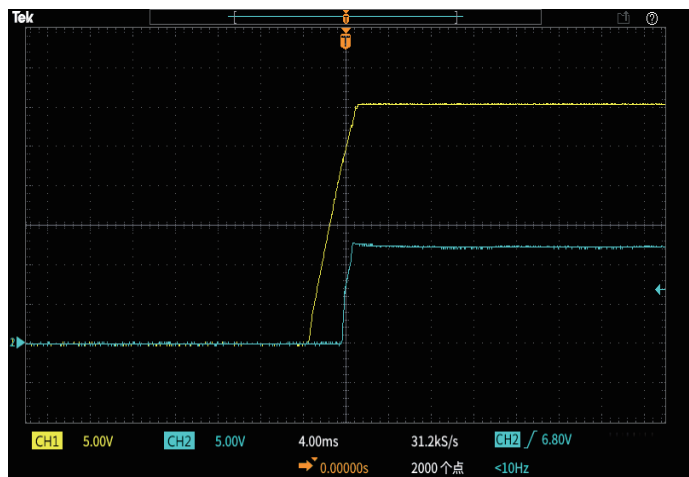


图 9，上电波形， $I_{LOAD}=0A$

黄色线是VIN，蓝色线是VOUT

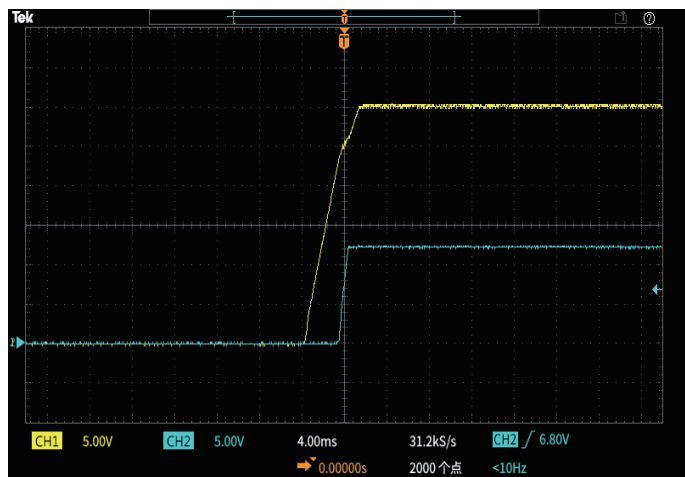


图 10，上电波形， $I_{LOAD}=2.5A$

黄色线是VIN，蓝色线是VOUT

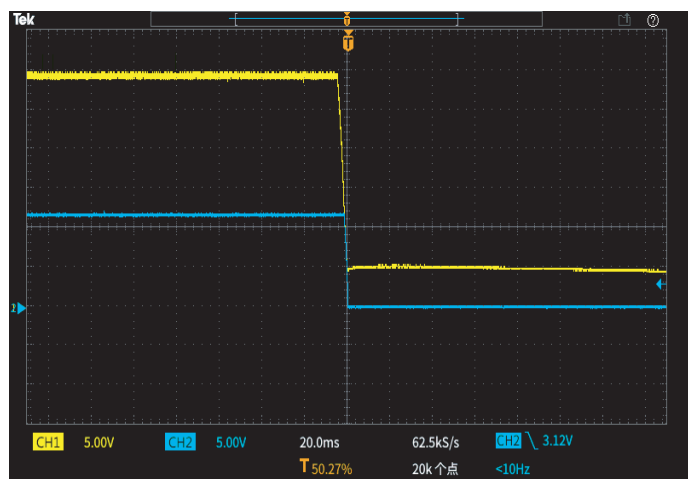


图 11，下电波形， $I_{LOAD}=2.5A$

黄色线是VIN，蓝色线是VOUT

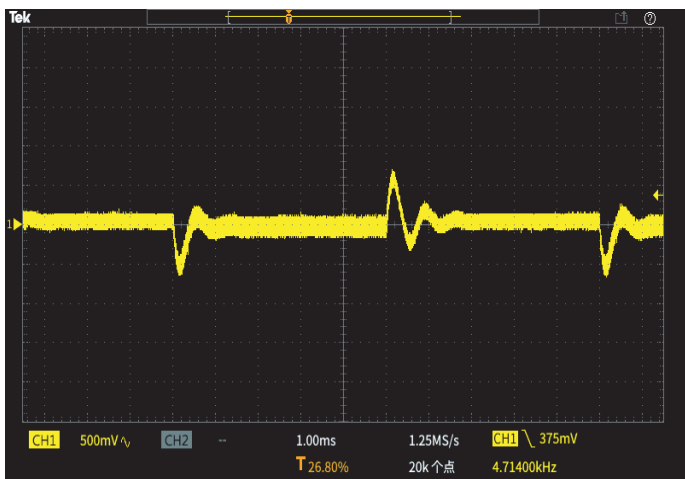


图 12，瞬态负载，1.25A - 2.5A

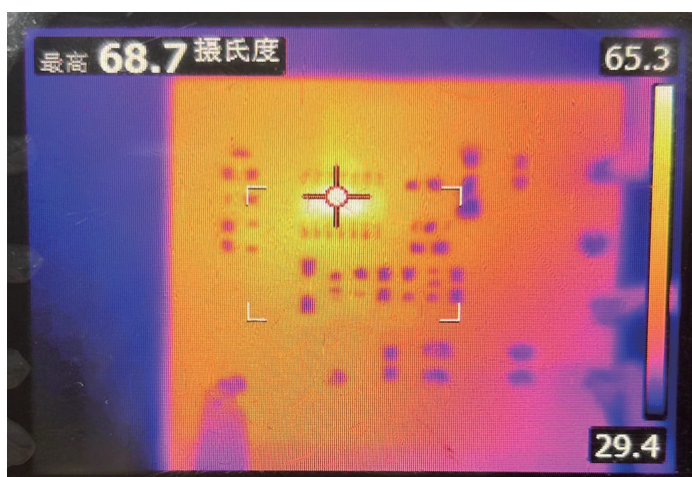


图 13 ,热成像, Vin=30V, Vout=12V, Iload=2.5A



应用信息

过温保护

TX4152 的总功耗受到过温保护电路的限制。当器件温度上升到约 160℃ 时，该电路会关闭输出，使集成电路冷却。过温保护电路可在发生故障时，保护器件防止温度过高而产生损坏。若将TX4152持续运行在过温保护模式下，会降低芯片的可靠性。

电流限制

限流的数值是由 R_{LIM} 电阻值控制。电感的电流按照公式规定的周期逐次进行限制。例如，当 $R_{LIM} = 130k$ 时，峰值电流限值为 4A。当设定电阻 R_{LIM} 阻值增加时，电流限值也随之上升。最大输出电流公式由 R_{LIM} 设定：

$$R_{LIM} (k\Omega) = 32.5 \cdot I_{max} (A)$$

振荡频率

TX4152 振荡器频率由 FREQ 引脚和 GND 引脚之间连接的单个外部电阻设定。电阻器应靠近芯片，并直接连接到集成电路的引脚（FREQ 和 GND）。当电阻 R1 阻值减小时，振荡器频率增加。可以使用下面的公式来根据所需的开关频率选用电阻R1阻值：

$$R1 (k\Omega) = 20900 / f_{osc} (kHz)$$

设定输出电压

输出电压由电阻 R5、R6阻值 和给定的 FB 引脚电压决定。建议使用阻值误差为 1% 或更小误差的电阻作为分压电阻。为提高负载较小时的效率，可考虑使用大阻值电阻。如果电阻值设定过大，稳压器会更容易受到来自 FB 引脚的噪声和电压误差的影响。输出电压的设置公式如下：

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot [1 + (R5/R6)].$$

该芯片的 V_{REF} 电压值设定为1.2V。

如何选择电感

对于大多数应用，电感的感值范围为 47μH 至 100μH。电感值根据所需的纹波电流来选择。电感感值大，纹波电流就小；反之电感值小，纹波电流就大。如公式所示， V_{IN} 或 V_{OUT} 越高，纹波电流越大。纹波电流设置的合理电流点是 $\Delta I_L = 1A$ ($2.5A * 40\%$)。

$$\Delta L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

电感的额定直流电流至少应等于最大负载电流加上纹波电流的一半，以防止磁芯饱和。因此，额定电流为 3.8A 的电感应足以满足大多数应用要求 ($2.8A + 1A$)。

为提高效率，请选择较低直流电阻的电感。

不同的磁芯材料和形状会改变电感器的尺寸/电流和价格/电流关系。铁氧体或烫金合金材料制成的环形或屏蔽罐形磁芯体积小，辐射能量小，但价格通常高于具有类似电气特性的铁粉芯电感。选择使用哪种类型的电感通常更多地取决于价格与尺寸要求以及任何辐射场/EMI 要求，而不是 TX4152 的工作要求。



如何选择输入及输出的电容

在连续模式下，顶部 MOSFET 的电流源是占空比 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为防止出现较大的瞬态电压，必须在输入端使用 ESR 值较低的电容，其大小需要满足最大有效值电流的要求。电容的最大有效值电流由以下公式得出：

$$C_{IN\text{required}} I_{RMS} = I_{QMAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{\frac{1}{2}}}{V_{IN}}$$

该公式的最大值为 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ ，其中 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这种极限的情况通常是在设计时进行使用，用于确认即使有较大误差的情况下也不会产生太大影响。请注意，电容器制造商设定的纹波电流额定值通常基于 2000 小时的使用寿命。因此，建议进一步降低电容器的额定值，或选择额定温度高于要求的电容器。如有任何疑问，请务必咨询制造商。 C_{OUT} 的选择取决于所需的有效串联电阻 (ESR)。通常情况下，一旦满足 C_{OUT} 的 ESR 要求，有效额定电流值通常会远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求。输出纹波 ΔV_{OUT} 由以下因素决定：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L (ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}})$$

其中， f 为工作频率， C_{OUT} 为输出电容， ΔI_L 为电感中的纹波电流。由于 I_L 随输入电压增加而增加，所以对于输出电压固定的情况下，输出纹波在输入电压最大时最大。

铝电解电容器和干式钽电容器均采用表面贴装配置。对于钽电容器而言，在开关电源中使用，电容器必须经过浪涌测试。AVX TPS 系列表面贴装钽电容器就是一个很好的选择。这些电容器采用特殊结构，并经过低 ESR 测试，因此在给定体积下 ESR 最低。

效率相关因素

开关稳压器的效率等于输出功率除以输入功率乘以 100%。通常需要对单个损耗进行分析，以确定是什么限制了效率，以及哪种改变能带来最大的改善作用。效率可表示为

效率 = 100% - ($L1 + L2 + L3 + \dots$)，其中 $L1$ 、 $L2$ 为单个损耗占输入功率的百分比。虽然电路中的所有耗散元件都会产生损耗，但通常有两个主要损耗源： V_{IN} 静态电流和 I^2R 损耗。

V_{IN} 静态电流损耗是极低负载电流时的主要效率损耗，而 I^2R 损耗则是中高负载电流时的主要效率损耗。在典型的效率曲线图中，极低负载电流情况下的效率曲线可能会产生误导，因为实际损耗的功率并不重要。

1. V_{IN} 静态电流由两部分组成：电学特性中给出的直流偏置电流以及内部主开关和同步开关栅极充电电流。栅极充电电流来自内部功率 MOSFET 开关栅极电容的切换。每次栅极从高电平切换到低电平再切换到高电平时，都会有一个电荷包 ΔQ 从 V_{IN} 移动到地。由此产生的 $\Delta Q/\Delta t$ 是 V_{IN} 输出的电流，通常大于直流偏置电流。在连续模式下， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，其中 Q_T 和 Q_B 是内部顶部和底部开关的栅极电荷。直流偏置和栅极电荷损耗都与 V_{IN} 成正比，因此在电源电压较高时，它们的影响会更加明显。

2. I^2R 损耗根据内部开关、 R_{SW} 和外部电感 R_L 的电阻计算得出。在连续模式下，流经电感器 L 的平均输出电流在主开关和同步开关之间“斩波”。因此， SW 引脚的串联电阻是上下 MOSFET $R_{DS(ON)}$ 和占空比 (DC) 的函数，如下所示： $R_{SW} = R_{DS(ON)TOP} \times DC + R_{DS(ON)BOT} \times (1-DC)$ 顶部和底部 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 均可从典型性能特性曲线中获得。因此，要获得 I^2R 损耗，只需将 R_{SW} 与 R_L 相加，然后将结果乘以平均输出电流的平方即可。其他损耗包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 损耗以及电感器磁芯损耗，一般占总损耗的 2% 以下。



电路板布局建议

布局印刷电路板时，应使用以下检查表，以确保 TX4152 正常运行。

在布局中检查以下内容。

电源线（包括 GND 线、SW 线和 VIN 线）应保持短、直和宽。

将输入电容器尽可能靠近器件引脚（VIN 和 GND）。

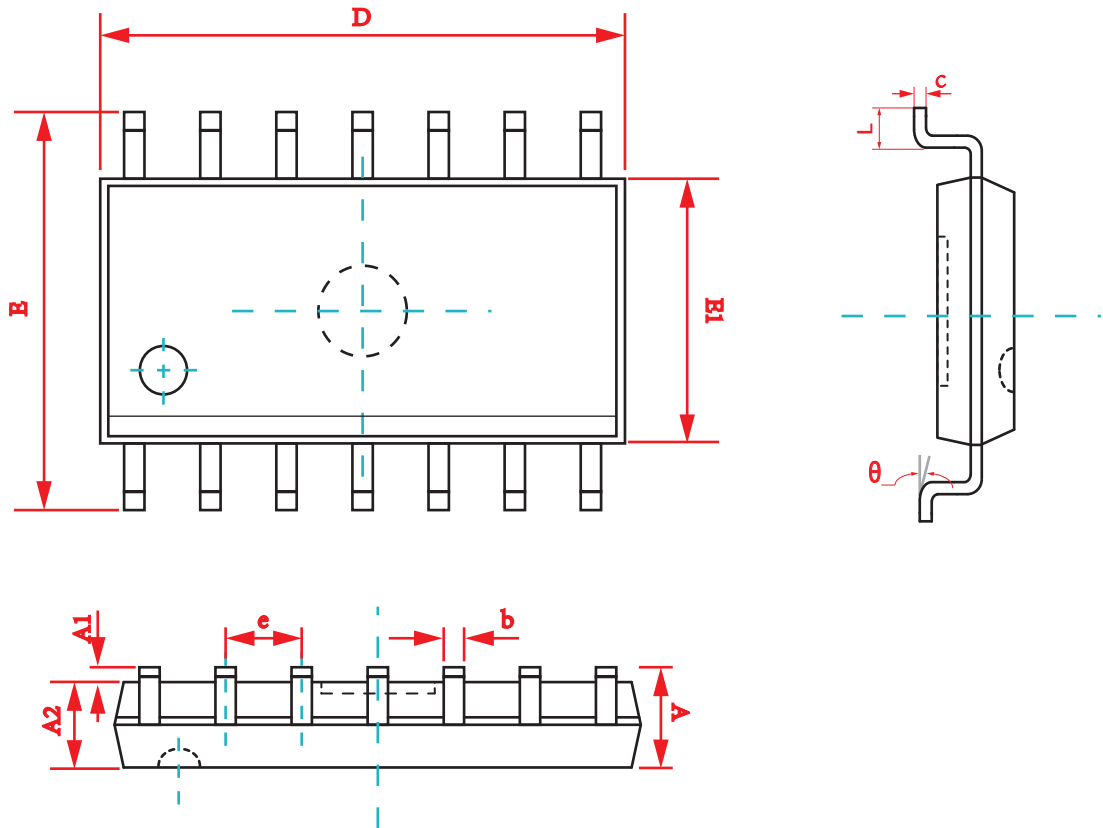
SW 节点具有高频电压摆幅，应保持较小的面积。模拟元件应远离 SW 节点，以防止杂散电容噪声拾取。

将所有模拟地线连接至指令节点，然后将指令节点连接至输出电容器后面的电源地线。



封装信息

SOP14封装外形尺寸:



参数	尺寸(单位：毫米)		尺寸(单位：英寸)	
	Min	Max	Min	Max
A	——	1.750	——	0.069
A1	0.100	0.250	0.004	0.010
A2	1.250	——	0.049	——
B	0.310	0.510	0.012	0.020
C	0.100	0.250	0.004	0.010
D	8.450	8.850	0.333	0.348
E	5.800	6.200	0.228	0.244
E1	3.800	4.000	0.150	0.157
e	1.270(BSC)		0.050(BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
θ	0°	8°	0°	8°